

2

THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of : Masahiko SHIMIZU, et al.

Filed : Concurrently herewith

For : SYNCHRONIZATION TRACKING CIRCUIT

Serial No. : Concurrently herewith

JC972 U.S. PTO
09/804506
03/12/01

March 12, 2001

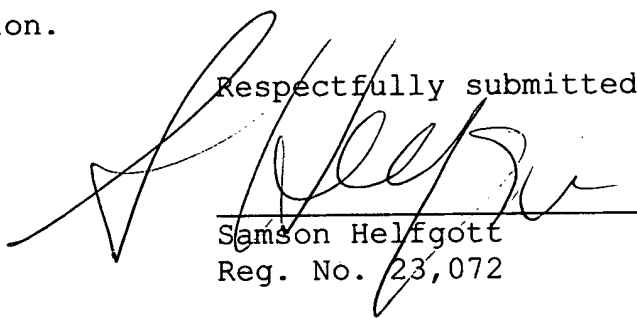
Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

S I R:

Attached herewith are Japanese patent application No.
2000-246122 of August 15, 2000 whose priority has been claimed
in the present application.

Respectfully submitted


Samson Helfgott
Reg. No. 23,072

HELFGOTT & KARAS, P.C.
60th FLOOR
EMPIRE STATE BUILDING
NEW YORK, NY 10118
DOCKET NO.: FUSA 18.444
BHU:priority

Filed Via Express Mail
Rec. No.: EL522402296US
On: March 12, 2001
By: Brendy Lynn Belony
Any fee due as a result of this paper,
not covered by an enclosed check may be
charged on Deposit Acct. No. 08-1634.

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

U.S. PTO
905408/60
03/12/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載され
る事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 8月15日

願 番 号

Application Number:

特願2000-246122

願 人

Applicant(s):

富士通株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年12月22日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造

出証番号 出証特2000-3107976

【書類名】 特許願

【整理番号】 0050961

【提出日】 平成12年 8月15日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/06
H04L 5/00

【発明の名称】 同期追跡回路

【請求項の数】 5

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

 【氏名】 清水 昌彦

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

 【氏名】 松山 幸二

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

 【氏名】 菅原 洋二

【特許出願人】

 【識別番号】 000005223

 【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100084711

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 齋藤 千幹

 【電話番号】 043-271-8176

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015222

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9704946

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 同期追跡回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路において、

マルチパスのうち所定の着目パスにおいて同期追跡をDLL(Delay Locked Loop)制御により行なうDLL回路、

着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部、

を備え、DLL回路は他パスからの干渉成分を除去して受信側の逆拡散符号列の位相を送信側拡散符号列の位相に同期して追跡させるDLL制御を実行する、

ことを特徴とするスペクトラム拡散方式における同期追跡回路。

【請求項 2】 前記干渉成分推定部は、他パスから着目パスへの干渉成分を、他パスのチャンネル推定値と、他パスと着目パスのパス間遅延時間差と、送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する、

ことを特徴とする請求項 1 記載の同期追跡回路。

【請求項 3】 前記DLL回路は、

受信信号を受信側逆拡散符号列で逆拡散する逆拡散部、

逆拡散信号から前記干渉成分を除去する干渉成分除去部、

干渉成分を除去した逆拡散信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生する位相制御信号発生部、

を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の同期追跡回路。

【請求項 4】 前記DLL回路は、他パスと着目パスのパス間遅延時間差が閾値以下の他パスからの干渉成分のみを除去する、

ことを特徴とする請求項 1 記載の同期追跡回路。

【請求項 5】 インパルス応答値を離散的に記憶し、パス間遅延差に応じたインパルス応答値を出力するインパルス応答発生部を備え、

該インパルス応答発生部は、インパルス応答値をピーク値の 2^n 分の 1 (n は正整数) で近似して該 n を離散的に記憶する記憶部と、パス間遅延差に応じた時刻の n を求め、ピーク値を n ビットシフトしてインパルス応答値を演算する演算

部、

を有することを特徴とする請求項 2 記載の同期追跡回路。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路に係わり、特に、スペクトラム拡散方式を用いたCDMA移動通信の分野において一度同期捕捉に成功した受信信号に対して受信側の拡散符号列が時間ずれを起こさないようにDLL(Delay Locked Loop)制御する同期追跡回路に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

スペクトラム拡散方式を用いたCDMA(Code Division Multiple Access)移動通信システムにおいて、送信側は送信情報を拡散符号列を用いて拡散して送信し、受信側は送信側より受信した信号を送信側の拡散符号列と同一の逆拡散符号列を用いて逆拡散して送信情報を復調する。

図 1 2 はCDMA受信機の構成図である。無線部 1 は、アンテナATNにより受信した高周波信号をベースバンド信号に周波数変換(RF→IF変換)する。直交検波器 2 はベースバンド信号を直交検波し、同相成分 (I 成分)データと直交成分 (Q 成分)データを出力する。直交検波器 2 において、2 a は受信キャリア発生部、2 b は受信キャリアの位相を $\pi/2$ シフトする位相シフト部、2 c, 2 d は乗算器でありベースバンド信号に受信キャリアを乗算して I 成分信号及び Q 成分信号を出力するものである。ローパスフィルタ (LPF) 3 a, 3 b は出力信号の帯域を制限し、AD 変換器 4 a, 4 b は I 成分信号、Q 成分信号をそれぞれデジタル信号に変換し、サーチャ 5 と各フィンガー部 $6_1 \sim 6_4$ に入力する。

【0 0 0 3】

サーチャ 5 はマルチパスの影響を受けた直接拡散信号 (DS 信号) が入力すると、マッチトフィルタ (図示せず) を用いて自己相関演算を行ってマルチパスを検出し、各パスにおける逆拡散開始のタイミングデータ $\tau_0 \sim \tau_3$ 及び遅延時間調整

データをフィンガー部 $6_1 \sim 6_4$ に入力する。各フィンガー部 $6_1 \sim 6_4$ の逆拡散コード発生部 6a は送信側の拡散符号列と同一の符号列をサーチャ 5 から入力するタイミングデータ $\tau_0 \sim \tau_3$ に基づいて発生する。すなわち、サーチャ 5 は送信側拡散符号の位相を 1 チップ以内の精度で検出し（同期捕捉）、逆拡散コード発生部 6a は該位相に同期して受信側における逆拡散のための拡散符号列を発生する。

DLL (Delayed Locked Loop) 回路 6b は受信信号が変調や雑音等の影響で位相が変化しても、一度同期捕捉に成功した受信信号に対して受信側の逆拡散符号列が時間ずれを起こさないように制御する（同期追跡）。

【 0 0 0 4 】

逆拡散／遅延時間調整部 6c は、所定のパスを介して到来する直接波あるいは遅延波に拡散符号と同じ符号を用いて逆拡散処理を施してダンプ積分し、しかる後、パスに応じた遅延処理を施し、パイロット信号（参照信号）、情報信号を出力する。位相補償部（チャネル推定部） 6d はパイロット信号の I 成分、Q 成分をそれぞれ所定スロット数分電圧平均して、チャネル推定信号 I_t 、 Q_t を出力する。同期検波部 6e は受信信号に含まれるパイロット信号と既知のパイロット信号間の位相差 θ に基づいて、逆拡散された情報信号 I' 、 Q' の位相を元に戻す。すなわち、チャネル推定信号 I_t 、 Q_t は位相差 θ の \cos 成分、 \sin 成分であるから、同期検波部 6e はチャネル推定信号 (I_t 、 Q_t) を用いて次式

【数 1】

$$\begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_t & Q_t \\ -Q_t & I_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix}$$

により受信情報信号 (I' 、 Q') に位相回転処理を施して受信情報信号 (I 、 Q) の復調（同期検波）を行う。RAKE 合成部 7 は各フィンガー部 $6_1 \sim 6_4$ から出力する信号を合成して軟判定データ列として誤り訂正復号器 8 に出力する。誤り訂正復号器 8 は誤り訂正処理して送信情報を復号して出力する。

【 0 0 0 5 】

・ DLL 回路

以上のように、CDMA 受信機はサーチャにより送信側拡散符号の位相を 1 チップ

以内の精度で検出し（同期捕捉）、以後、該位相に同期して受信側における逆拡散のための逆拡散符号列を発生して逆拡散を行う。又、DLL回路は、受信信号が変調や雑音等の影響で位相が変化しても、一度同期捕捉に成功した受信信号に対して受信側の逆拡散符号列が時間ずれを起こさないように制御する（同期追跡）。

図 1 3 は DLL 回路の構成図であり、6a は逆拡散コード発生部、6b は DLL 回路である。逆拡散コード発生部 6a において、6a-1 は M 系列である逆拡散符号列（第 1 の PN 系列） A_1 を発生する PN 発生器で、N チップで構成され、1 シンボル期間 $T (= N \times T_c)$ 、 T_c はチップ周期）毎に循環的に発生するようになっている。6a-2 は電圧制御発振器（VCO）で、DLL 回路出力に基づいてクロック周波数（チップ周波数）を可変するものである。DLL 回路 6b において、6b-1 は 1 チップ周期分第 1 の PN 系列 A_1 を遅延して第 2 の PN 系列 A_2 を出力する遅延回路、6b-2 は PN 発生器より出力する第 1 PN 系列 A_1 と受信データ列 B をチップ毎に乗算して逆拡散する逆拡散器（乗算器）、6b-3 は 1 チップ遅延した第 2 の PN 系列 A_2 と受信データ列 B をチップ毎に乗算して逆拡散する逆拡散器（乗算器）、6b-4 は逆拡散器 6b-2 の出力と逆拡散器 6b-3 の出力の符号を反転したものを加算する加算器、6b-5 は積分回路（ローパスフィルタ）である。

【0006】

なお、図 1 3 の DLL 回路では、逆拡散符号列 A_1 を遅延して 1 チップ位相の異なる逆拡散符号列 A_2 を生成し、逆拡散符号列 A_1 、 A_2 を用いて受信データ列 B に逆拡散処理を施したが、DLL 回路を図 1 4 に示すように構成することもできる。すなわち、受信データ列 B を遅延回路 6b-1' で遅延して 1 チップ位相の異なる受信データ B' を生成し、逆拡散符号列 A を用いて受信データ列 B、 B' に逆拡散処理を施すようにして DLL 回路を構成することもできる。

【0007】

図 1 3 において、逆拡散器 6b-2 及びローパスフィルタ 6b-5 は第 1 の PN 系列 A_1 と受信データ列 B の相関を演算する機能を備え、第 1 の PN 系列 A_1 と受信データ列 B の位相が一致していれば最大になり図 1 5 (a) に示すように 1 シンボル毎に 1 チップ周期幅の相関値 $R(\tau) = 1$ を出力し、位相が 1 チップ周期以上ずれると

相関値 $R(\tau)$ は $1/N$ になる。逆拡散器 6b-3 及びローパスフィルタ 6b-5 は 1 チップ周期遅延した第 2 の PN 系列 A_2 と受信データ列 B の相関を演算する機能を備え、第 2 の PN 系列と受信データ列 B の位相が一致していれば最大になり図 1 5 (b) に示す相関値 $R(\tau)$ を出力し、位相が 1 チップ周期以上ずれると相関値 $R(\tau)$ は $1/N$ になる。加算器 6b-4 は逆拡散器 6b-2 の出力と逆拡散器 6b-3 の出力の符号を反転したものを加算することにより、位相差 τ に対して図 1 5 (c) に示す S カーブ特性を有する信号をローパスフィルタ 6b-5 を介して出力する。

【 0 0 0 8 】

逆拡散コード発生部 6a の電圧制御発振器 6a-2 は、ローパスフィルタ出力に基づいて位相差 τ が 0 となるようにクロック周波数を制御する。例えば、PN 系列（逆拡散符号）の位相が受信データ列に含まれる送信側の拡散符号に対して進めばクロック周波数を小さくして位相差が 0 となるように制御し、又、PN 系列（逆拡散符号）の位相が送信側拡散符号に対して遅ればクロック周波数を高くして位相差が 0 となるように制御する。以上より、スペクトラム拡散方式の DLL 回路 6b は、希望信号（送信側拡散符号列）のタイミングに対して、位相差 $\tau = \pm 0.5$ チップ（ $= \pm T_c/2$ ）のタイミングで逆拡散を行い、それぞれのタイミングで逆拡散した信号の電力差を求め、その符号の正負で PN 系列（逆拡散符号）の位相進み遅れを判定してパスの追従を行う。なお、 $\tau = -T_c/2$ のタイミングを early timing、 $\tau = +T_c/2$ のタイミングを late timing という。

【 0 0 0 9 】

以上の DLL 回路では、受信データ列を I チャンネル、Q チャンネルに分けて説明しなかったが、実際には、受信データ列は I チャンネル、Q チャンネルに分かれて DLL 回路に入力する。図 1 6 は I チャンネル、Q チャンネルの両方を考慮した DLL 回路の構成例であり、図 1 2 と同一部分には同一符号を付している。DLL 回路 6b において、遅延回路 6b-1i, 6b-1q は 1 チップ周期分、I チャンネルおよび Q チャンネルの受信データ列 B_I , B_Q を遅延して遅延受信データ列 B_I' , B_Q' を出力する。逆拡散器（乗算器）6b-2i, 6b-2q は逆拡散コード発生器 6a より出力する I チャンネル、Q チャンネルの逆拡散符号列 A_I , A_Q と受信データ列 B_I , B_Q をチップ毎に乗算して逆拡散する。逆拡散器（乗算器）6b-3i, 6b-3q は I チャンネル、Q チャンネルの逆拡散符号列 A_I ,

A_Q と遅延回路から出力する遅延受信データ列 B_I' , B_Q' とをチップ毎に乗算して逆拡散する。

【0 0 1 0】

電力算出部6b-6は各逆拡散器6b-2i,6b-2qから出力する逆拡散信号を1シンボル期間積分し、各積分出力を自乗して加算することによりearly timingにおける逆拡散信号の電力値を算出する。同様に、電力算出部6b-7は各逆拡散器6b-3i,6b-3qから出力する逆拡散信号を1シンボル期間積分し、各積分出力を自乗して加算することによりlate timingにおける逆拡散信号の電力値を算出する。

加算器6b-4はearly timingにおける逆拡散信号の電力値とlate timingにおける逆拡散信号の電力値の差を演算し、進み遅れ判定部6b-5は加算器出力Xに基づいて逆拡散コード発生部6aに対して逆拡散符号列の位相の進み遅れを指示する。たとえば、閾値をTHとすれば、加算器出力Xが正で、 $|X| > TH$ であれば、逆拡散符号列の位相を進めるように指示し、加算器出力Xが負で、 $|X| > TH$ であれば、逆拡散符号列の位相を遅らすように指示する。

図17は図16の簡略表現図であり、以降の説明ではこの簡略図を用いてDLL回路を表現する。なお、逆拡散部6b-2はearly timingで逆拡散し、逆拡散部6b-3はlate timingで逆拡散する。

以上、DLLの構成として1シンボル周期のM系列を用い、位相差 $\tau \pm 0.5$ チップの場合について1例として説明したが、この構成にかぎるものではない。

【0 0 1 1】

【発明が解決しようとする課題】

マルチパス環境において、パス間の遅延間隔(パス間遅延時間差)が小さくなると互いのパスが干渉となり、early timing, late timingのうち他のパスに近いタイミングで逆拡散した信号の電力が大きくなり、DLL制御に誤動作が発生する。

例えば、図18(a)に示すタイミング0のパスPT1が他パスの干渉を受けなければ、early timing($= -T_C/2$), late timing($= +T_C/2$)における逆拡散信号は図18(b),(c)に示すようになり、Sカーブは(d)に示すように $t=0$ で0となる。従って、early timing, late timingにおける逆拡散信号の差が0となるようにDLL制御す

れば位相を1チップ以内の精度で同期追跡することができる。しかし、図19(a)に示すようにタイミング0のパスPT1が他の近接パスPT2の干渉を受けると、early timing($= -T_c/2$), late timing($= +T_c/2$)における逆拡散信号は図19(b),(c)に示すようになり、Sカーブは(d)に示すように歪み、 $t=0$ で0とならず、 $t=t_d$ で0となる。このため、early timing, late timingにおける逆拡散信号の差が0となるようにDLL制御すると、本来のタイミングより t_d ずれたタイミングで逆拡散符号列を発生するように制御し、誤動作する。

以上から本発明の目的は、マルチパス環境において着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去して正しい同期追跡ができるようにすることである。

【0012】

【課題を解決するための手段】

本発明は、受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期させる同期追跡回路であり、マルチパスのうち所定の着目パスにおいて同期追跡をDLL制御により行なうDLL回路、マルチパス環境における所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部を備え、受信信号を逆拡散して得られた逆拡散信号から前記推定された干渉成分を除去し、干渉成分除去により得られた信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する。干渉成分推定部は、他パスから着目パスへの干渉成分を、(1) 他パスのチャネル推定値、(2) 他パスと着目パスのパス間遅延時間差、(3) 送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する。

以上のように、マルチパス環境において所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去してDLL制御するため、正しい同期追跡ができる。

【0013】

【発明の実施の形態】

(A) 本発明の原理および概略

理想的な伝搬路(送信した信号がそのまま受信される系)を通った信号を受信フィルタで濾波したとき、該受信フィルタの出力信号を

【数 2】

$$v_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \sum_{k=0}^{N-1} p_{k+nN} g(t - (k+nN)T) \quad (1)$$

と表す。但し、 a_n は送信データ(1 or -1)、 p_n は拡散符号(1 or -1)、 $g(t)$ は送信系から受信系を含めたトータルのインパルス応答(図2参照)、 T はチップ長(チップ周期)、 N は拡散比である。又、 $n=0$ の送信データ a_0 が現時刻の送信データであり、その時の拡散符号列は $p_0, p_1, p_2, \dots, p_{N-1}$ である。

【0 0 1 4】

この受信信号を拡散符号(=逆拡散符号列) p_n で逆拡散すると、

【数 3】

$$v_2(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} p_l v(t + lT) \quad (2)$$

$$v_2(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{k=0}^{N-1} p_{k+nN} g(t - (k-l+nN)T) \quad (3)$$

となる。希望信号成分と干渉成分を分けて

$$v_2(t) = a_0 g(t) + I(t) \quad (4)$$

と書くことができる。右辺第1項の希望信号は(3)式において

【数 4】

$$n=0, \quad k=l$$

としたときの信号であり、

【数 5】

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N} a_0 \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{k=0}^{N-1} p_k g(t - (k-l)T) \\ &= \frac{1}{N} a_0 \sum_{k=0}^{N-1} p_k^2 g(t) = \frac{1}{N} a_0 \sum_{k=0}^{N-1} g(t) = a_0 g(t) \end{aligned} \quad (5)$$

となる。右辺第2項の干渉信号 $I(t)$ は(3)式において

【数 6】

$$n=0, k=0$$

の場合を除いた信号であり、

【数 7】

$$I(t) = \frac{1}{N} a_0 \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{N-1} p_k g(t - (k-l)T) + \frac{1}{N} \sum_{n \neq 0} a_n \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{k=0}^{N-1} p_{k+nN} g(t - (k-l+nN)T) \quad (6)$$

となる。I(t)の中では同じ番号の逆拡散符号どうしの掛算は起こらないので、逆拡散符号の積は1又は-1を等確率でランダムにとると考えられる。

【0 0 1 5】

従って、干渉信号I(t)の平均電力は

$$P_I = \langle |I(t)|^2 \rangle = (1/N) \sum_{k \neq 0} |g(t - kT)|^2 \quad (7)$$

となり、逆拡散前に比べ拡散比の1の電力となる。

他パスからの干渉信号の主な成分は、チャンネル(伝送路)の値 α_i と、着目パスと他パスのパス間遅延時間 τ_i を考慮したインパルス応答 $g(t - \tau_i)$ の積となる。チャンネルの値とは、信号が伝送路でどれだけ減衰および位相回転するかを示す量である。他パスからの干渉信号を含む逆拡散された信号を計算式で書くと、(4)式より

【数 8】

$$v(t) = \sum_i \alpha_i (a_0 g(t - \tau_i) + I_i) \quad (8)$$

とすることができる。但し、 $g(t)$ は送受信機トータルのインパルス応答、 a_0 は送信データ(1 or -1)、 α_i はパスiのチャンネル(伝搬路)の値(チャンネル推定値)、 τ_i はパスiの着目パス0からの遅延時間、 I_i は逆拡散した際発生する干渉成分である。干渉成分 I_i はフィルタ等の帯域制限により発生するチップ間干渉成分であり、(7)式より逆拡散により拡散比の1電力になる。但し、希望信号の電力が逆拡散により変わらないとする。

【0 0 1 6】

(8)式は変形すると

$$v(t) = \alpha_0(a_0g(t-\tau_0) + I_0) + \sum_{i \neq 0} \alpha_i(a_0g(t-\tau_i) + I_i) \quad (8)'$$

となる。したがって、着目パス0($i=0$)のタイミング τ_0 で、すなわち、 $t=\tau_0$ のタイミングで逆拡散すると、

【数 9】

$$v(\tau_0) = \alpha_0(a_0g(0) + I_0) + \sum_{i \neq 0} \alpha_i(a_0g(\tau_0 - \tau_i) + I_i) \quad (9)$$

となる。ここで、 $\alpha_0 a_0 g(0)$ が希望信号成分であり、インパルス応答 $g(t)$ は図2に示すように $t=\tau_i$ で最大値をとり、 t が τ_i から離れるにしたがって、平均的には小さな振幅となるよう設計される。従って、マルチパス環境で、パス間隔が近い場合($\tau_0 - \tau_i$ が小さい場合)、インパルス応答 $g(\tau_0 - \tau_i)$ の振幅が大きくなり、 i 番目からのパスの干渉が大きな値となる。図2にはパス i のパス0に対する干渉成分 $g(\tau_0 - \tau_i)$ が示されている。DLL回路の場合early timingとlate timingの時間間隔を T_c とすると i 番目のパス(パス i)からの干渉は、early timing, late timingでそれぞれ $g(\tau_0 - \tau_i - T_c/2)$ 、 $g(\tau_0 - \tau_i + T_c/2)$ となり図19で示した問題が発生する。

【0017】

そこで、チャネル推定値 α_i とパスタイミング τ_0 、 τ_i を利用して、干渉成分 $\sum_{i \neq 0} \alpha_i a_0 g(\tau_0 - \tau_i)$ を推定し、(8)式の逆拡散信号から差し引くことにより、干渉成分を除去する。チャネル推定値 α_i は、CDMA受信装置の同期検波で用いるチャネル推定値と同様に求め、又、パスタイミング τ_0 、 τ_i はDLL回路で求めた前回(前シンボル)におけるタイミングを用いる。インパルス応答 $g(t)$ は送受信機固定の値であり、事前に測定し又は設計値を用いるなどして、ROM等のメモリに確保する。このように、チャネル推定値、パスタイミング、送受トータルのインパルス応答を利用して干渉成分を推定して、その成分を除去することにより、注目しているパスのみの信号でDLL回路を動作させ正常なパス追従を可能とする。

【0018】

図1は本発明の概略構成図である。DLL回路11はDLL制御により逆拡散符号列の位相を制御するもので、干渉除去部11eを備えている。逆拡散符号列発生部21は図示しないサーチャ(マッチトフィルタ)から指示されたタイミングで

逆拡散符号列を発生すると共に、DLL回路 1 1 からの位相進み／遅れ指令にしたがって逆拡散符号列の位相を進めあるいは遅らす。干渉信号発生部 1 2 は、チャネル推定値 α_i 、パスタイミング τ_0 、 τ_i 、図 2 に示す送受信機トータルのインパルス応答 $g(t)$ を用いて干渉成分 $\sum_{i \neq 0} \alpha_i \alpha_0 g(\tau_0 - \tau_i)$ を推定して DLL 回路 1 1 に入力する。干渉除去部 1 1 e は、受信信号を逆拡散して得られる逆拡散信号から干渉成分を除去し、DLL 回路 1 1 は干渉成分を除去するにより、注目しているパスのみの信号で DLL 制御を行なえ正常なパス追従ができる。

【0 0 1 9】

(B) 実施例

(a) 第 1 実施例

図 3 は本発明の第 1 実施例の同期追跡回路の構成図であり、DLL 回路は図 1 7 と同様の簡略形式で表現されている。従って、DLL 回路において、電力算出部の入力までの各部の信号は複素信号である。

CDMA 受信機の無線受信部で受信された信号は AD 変換器 1 0 においてデジタルに変換され、変換により発生したデジタルデータは受信データ列 B として着目パスの DLL 回路 1 1 に入力する。この受信データ列は、送信側において送信データを拡散符号で拡散した拡散データに相当する。干渉信号推定部 1 2 はマルチパス環境における所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定して DLL 回路 1 1 に入力する。すなわち、干渉信号発生部 1 2 は、他パスから着目パスへの干渉成分を、(1) 他パスのチャネル推定値、(2) 他パスと着目パス間の遅延時間差、(3) 送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する。DLL 回路 1 1 は受信データ列を逆拡散して得られた逆拡散信号から他パスからの干渉成分を除去し、得られた信号に基づいて受信側の拡散符号列の位相を制御する信号 PCS を出力する。チャネル推定部 1 3 は、受信データを $T_c/2$ 遅延したデータ列 B' を用いて、同期検波におけるチャネル推定と同様の方法でチャネル推定値を求め、他パスの干渉信号発生部に入力する。

【0 0 2 0】

DLL 回路 1 1 において、遅延回路 1 1 a, 1 1 b は受信データ列 B を順次 $T_c/2$ (T_c はチップ周期) づつ遅延し、第 1 の逆拡散部 1 1 c は受信データ列 B を逆拡散符

号列を用いて逆拡散し、第2の逆拡散部11dはトータル T_c 遅延した受信データ列 B' を逆拡散符号列を用いて逆拡散する。受信データ列 B のタイミングから時間($T_c/2$)後のタイミングを送信側拡散符号のタイミングとみなせば、第1の逆拡散部11cは送信側拡散符号列のタイミングより($T_c/2$)位相が進んだタイミング(early timing)で受信データを逆拡散し、第2の逆拡散部11dは送信側拡散符号列のタイミングより($T_c/2$)位相が遅れたタイミング(late timing)で受信データを逆拡散することになる。

【0021】

干渉除去部11eはearly timingの逆拡散信号から干渉成分 IS を減算することにより他パスからの干渉を除去する。又、干渉除去部11fはlate timingの逆拡散信号から干渉成分 IS' を減算することにより他パスからの干渉を除去する。干渉信号 IS, IS' は共に他パスから着目パスへの干渉信号であるが異なる値となる。これは以下の理由によるものである。すなわち、着目パスにおける希望信号のタイミング(パスタイミング)を τ_0 とすると、逆拡散部11cは($\tau_0 - T_c/2$)のタイミング(early timing)で逆拡散し、逆拡散部11dは($\tau_0 + T_c/2$)のタイミング(late timing)で逆拡散する。従って、他パスのパスタイミングを τ_i とすれば、他パスのパスタイミングから逆拡散部11cのearly timingまでの遅延時間は($\tau_i - \tau_0 + T_c/2$)となり、また、他パスのパスタイミングから逆拡散部11dのlate timingまでの遅延時間は($\tau_i - \tau_0 - T_c/2$)となり、遅延時間が異なる。このため、他パスと着目パス間の遅延時間差に依存する干渉信号 IS, IS' は異なった値になる。

【0022】

電力算出部11gはearly timingの逆拡散信号から干渉信号 IS を除去した信号の電力を算出し、電力算出部11hはlate timingの逆拡散信号から干渉信号 IS' を除去した信号の電力を算出し、演算部11iは電力差を演算し、正負判定部11jは電力差に基づいて受信側の逆拡散符号列の位相を制御する位相制御信号PCSを出力する。すなわち、正負判定部11は正であれば、電力差が零なるように受信側逆拡散符号列の位相を遅らせる位相制御信号PCSを出力し、負であれば、電力差が零なるように受信側逆拡散符号列の位相を進ませる位相制御信号PCS

を出力する。

【 0 0 2 3 】

チャネル推定部 1 3 は、同期検波におけるチャネル推定と同様の方法でチャネル推定値を求める。CDMA通信においてパイロットシンボル P は伝送により位相回転を受けるが、受信側においてその信号点位置ベクトル P_A (図 4 参照) がわかればパイロットシンボルの理想信号点位置ベクトル P_{IDL} は既知であるから、これらより伝送によるシンボルの位相回転角度 θ および振幅減衰が求まる。これら位相回転角度 θ 、減衰度がチャネル推定値になる。図 5 はチャネル推定部 1 3 の構成図であり、逆拡散部 1 3 a, 1 3 b はそれぞれ受信データ列 B を $T_c/2$ 遅延したデータ列の I チャネル、Q チャネル列 B_I'' , B_Q'' を受信側の I チャネル、Q チャネルの逆拡散符号列で逆拡散する。スイッチ 1 3 c, 1 3 d はそれぞれパイロット受信タイミングで閉じることにより、パイロットシンボルの I チャネル、Q チャネル成分 I_p, Q_p をチャネル推定値算出部 1 3 e に入力する。チャネル推定値算出部 1 3 e はパイロットシンボルの I チャネル、Q チャネル成分 I_p, Q_p が入力する毎に、これらと既知のパイロットシンボルの I チャネル、Q チャネル成分 I_{kp}, Q_{kp} とを用いてチャネル推定値の I チャネル、Q チャネル成分を算出し、積分器 1 3 f, 1 3 g はこれらを平均化してチャネル推定値 I_t, Q_t を出力する。

【 0 0 2 4 】

干渉信号発生部 1 2 は、他パス $PT_i (i=1, 2, \dots)$ から着目パス PT_0 への干渉成分 IS, IS' を発生する。第 i パス PT_i から着目パス PT_0 への干渉成分は、(9) 式を参照すると $\alpha_i a_0 g(\tau_0 - \tau_i)$ である。ただし、 a_0 は送信データ (1 or -1)、 α_i はパス PT_i のチャネル推定値 ($=I_{ti} + jQ_{ti}$)、 τ_0 は着目パス PT_0 のパスタイミング、 $\tau_i (i=1, 2, \dots)$ はパス PT_i のパスタイミング、 $(\tau_0 - \tau_i)$ はパス PT_0 からパス PT_i までの遅延時間、 $g(t)$ はインパルス応答である。

インパルス応答発生部 1 2 a は、時刻とインパルス応答値 (図 2 参照) の対応を ROM あるいは RAM 等の記憶部に離散的に記憶し、干渉信号推定部 1 2 b より要求される遅延時間差 $(\tau_0 - \tau_i)$ に応じたインパルス応答値 $g(\tau_0 - \tau_i)$ を記憶部より読み出して出力する。干渉信号推定部 1 2 b は他フィンガーより入力するチャネ

ル推定値 α_i ($i=1,2,\dots$)、パスタイミング τ_i 、インパルス応答値 $g(t)$ を用いて、early timingにおける干渉信号 IS 、late timingにおける干渉信号 IS' を推定して出力する。

【0025】

干渉信号 IS は次式

$$IS = \sum_i \alpha_i a_0 g(\tau_0 - \tau_i + D/2) \quad i=1,2,\dots \quad (10)$$

により推定し、干渉信号 IS' は次式

$$IS' = \sum_i \alpha_i a_0 g(\tau_0 - \tau_i - D/2) \quad i=1,2,\dots \quad (10)'$$

により推定する。

以上、第1実施例によれば、チャネル推定値 α_i 、パスタイミング τ_i 、送受トータルのインパルス応答 $g(t)$ を利用して、他パスから着目パスへの干渉成分を推定し、この干渉成分を受信信号より除去してDLL制御するようにしたから、注目しているパスのみの信号でDLL制御ができ、正常なパス追従ができる。

【0026】

(b) 第2実施例

図6は本発明の第2実施例の同期追跡回路の構成図である。この第2実施例は、着目パスに対して干渉するパスが1つの場合の例であり、図3の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。

干渉信号推定部12bにおいて、第1のインパルス応答算出部21はearly timing ($T_1 - T_0 + T_c/2$)におけるインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ を算出して出力し、第2のインパルス応答算出部22はlate timing ($T_1 - T_0 - T_c/2$)におけるインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ を算出して出力する。

【0027】

第1の乗算部23はインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ にパスPT1のチャネル推定値 α_1 を乗算して干渉信号 IS

$$IS = \alpha_1 g(T_1 - T_0 + T_c/2)$$

を干渉除去部11eに入力する。又、第2の乗算部24はインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ にパスPT1のチャネル推定値 α_1 を乗算して干渉信号 IS'

$$IS' = \alpha_1 g(T_1 - T_0 - T_c/2)$$

を干渉除去部 1 1 f に入力する。干渉除去部 1 1 e は early timing の逆拡散信号から干渉成分 IS を減算することにより他パスからの干渉を除去し、干渉除去部 1 1 f は late timing の逆拡散信号から干渉成分 IS' を減算することにより他パスからの干渉を除去する。以後、第 1 実施例と同様の DLL 制御が行なわれる。

第 2 実施例によれば、着目パスに対して干渉するパスが 1 つの場合、着目パス PT0 の DLL 回路は、干渉パス PT1 からの干渉を除去した信号を用いて DLL 制御するため、正しい同期追跡制御が可能になる。

【 0 0 2 8 】

図 7 は干渉成分説明図であり、パス PT1 のインパルス応答を示している。ただし、パス PT1 の逆拡散タイミングを T_1 とし、又、パス PT1 における位相回転角度を θ_1 、減衰度を A_1 とし(チャネル推定値 $\alpha_1 = A_1 \exp(j\theta_1)$)、パス PT0 の逆拡散のタイミングを T_0 としている。パス PT1 が着目パス PT0 に対する干渉はタイミング T_0 におけるインパルス応答値であり、図より

$$A_1 \exp(j\theta_1) g(T_1 - T_0)$$

となる。又、early timing ($T_0 - T_c/2$)、late timing ($T_0 + T_c/2$) における干渉信号 IS, IS' は

$$IS = A_1 \exp(j\theta_1) g(T_1 - T_0 + T_c/2)$$

$$IS' = A_1 \exp(j\theta_1) g(T_1 - T_0 - T_c/2)$$

となる。

【 0 0 2 9 】

(c) インパルス応答発生部の別の構成

図 8 は別のインパルス応答発生部の原理説明図、図 9 は別のインパルス応答発生部の構成図である。第 1、第 2 実施例においてインパルス応答発生部 1 2 a は、時刻とインパルス応答値の対応を ROM あるいは RAM 等の記憶部に離散的に記憶しておき、遅延時間差 ($T_1 - T_0 \pm T_c/2$) に応じたインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 \pm T_c/2)$ を記憶部より読み出して出力するものとした。しかし、かかる構成では、インパルス応答を記憶するために大量のメモリを必要とする。

そこで、図 8 に示すよう所定時刻のインパルス応答値をピーク値の 2^n 分の 1 (n は正整数) で近似し、時刻と n の対応を離散的に記憶部 (ビットシフト量記

憶部) 31 に記憶する。又、インパルス応答のピーク値 I_{peak} を記憶部 32 に記憶する。そして、インパルス応答算出部 33 は、遅延時間差 $(T_1 - T_0 \pm T_c/2)$ に応じた n を求め、ピーク値 I_{peak} を n ビットシフトしてインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 \pm T_c/2)$ を演算して出力する。このようにすれば、メモリ容量を削減することができる。

【0030】

(d) 第3実施例

マルチパス環境において、パス間の遅延間隔が大きければ着目パスに対する他パスからの影響は小さい。しかし、パス間の遅延間隔が小さければ着目パスに対する他パスからの影響は大きい。そこで、第3実施例では、パス間の遅延間隔がある閾値より小さな場合のみ、干渉成分を推定し、該干渉成分を除去する。

図10は第3実施例の同期追跡回路の構成図であり、図6の第2実施例と同一部分には同一符号を付している。第2実施例と異なる点は、

(1) パス間隔監視部25を設け、着目パスPT0のearly timing及びlate timingのそれぞれにおいて、パス間の遅延間隔(パス間遅延時間差)と設定時間 T_s の大きさを監視し、その大小に基づいてスイッチ開閉信号SOC1, SOC2を出力する点、

(2) スイッチ開閉信号SC01, SC02によりオン/オフするスイッチ26, 27を設けた点、である。

【0031】

すなわち、パス間隔監視部25は、①着目パスPT0のearly timing とパスPT1のパスタイミングの間隔 $(=T_1 - T_0 + T_c/2)$ が設定時間 T_s より小さい時、ハイレベルのスイッチ開閉信号SC01を出力し、②間隔 $(=T_1 - T_0 + T_c/2)$ が設定時間 T_s より大きければ、ローレベルのスイッチ開閉信号SC01を出力する。又、パス間隔監視部25は、①着目パスPT0のlate timing とパスPT1のパスタイミングの間隔 $(=T_1 - T_0 - T_c/2)$ が設定時間 T_s より小さい時、ハイレベルのスイッチ開閉信号SC02を出力し、②間隔 $(=T_1 - T_0 - T_c/2)$ が設定時間 T_s より大きければ、ローレベルのスイッチ開閉信号SC02を出力する。

スイッチ26は、①スイッチ開閉信号SC01がハイレベルの時 $(T_1 - T_0 + T_c/2 \leq T_s)$ 、閉じてインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ を乗算器23に入力し、②スイッチ

開閉信号SC01がローレベルの時 ($T_1 - T_0 + T_c/2 > Ts$)、開いて乗算器 2 3 に 0 を入力する。又、スイッチ 2 7 は、①スイッチ開閉信号SC02がハイレベルの時 ($T_1 - T_0 - T_c/2 \leq Ts$)、閉じてインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ を乗算器 2 4 に入力し、②スイッチ開閉信号SC02がローレベルの時 ($T_1 - T_0 - T_c/2 > Ts$)、開いて乗算器 2 4 に 0 を入力する。

【 0 0 3 2 】

以上より、パス間遅延時間差が小さく、スイッチ開閉信号SC01がハイレベルであれば ($T_1 - T_0 + T_c/2 \leq Ts$)、乗算器 2 3 は干渉信号 $IS = \alpha_1 g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ をDLL回路 1 1 に入力し、DLL回路 1 1 はこの干渉成分ISを除去してDLL制御する。しかし、パス間遅延時間差が大きく、スイッチ開閉信号SC01がローレベルであれば ($T_1 - T_0 + T_c/2 > Ts$)、乗算器 2 3 は干渉信号 $IS = 0$ とする。この結果、DLL回路 1 1 は、干渉成分を除去しないでDLL制御を行なう。

又、パス間遅延時間差が小さく、スイッチ開閉信号SC02がハイレベルであれば ($T_1 - T_0 - T_c/2 \leq Ts$)、乗算器 2 4 は干渉信号 $IS' = \alpha_1 g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ をDLL回路 1 1 に入力し、DLL回路 1 1 はこの干渉成分IS' を除去してDLL制御する。しかし、パス間遅延時間差が大きく、スイッチ開閉信号SC02がローレベルであれば ($T_1 - T_0 - T_c/2 > Ts$)、乗算器 2 4 は干渉信号 $IS' = 0$ とする。この結果、DLL回路 1 1 は、干渉成分を除去しないでDLL制御を行なう。

以上では、着目パスに干渉するパスが 1 つの場合であるが、干渉するパスが複数存在する場合にも同様に制御することができる。

以上より、第 3 実施例によれば干渉成分が大きいときのみ該干渉成分を除去して正しい同期追跡が可能になる。

【 0 0 3 3 】

(e) 第 4 実施例

マルチパス環境では、各遅延波の位相は異なる。そこで、early、lateの両タイミングの各逆拡散信号から干渉信号を除去して得られる信号の差をとり、チャネル推定値を用いて位相回転し、その信号の符号の正負で進み遅れを判定するようにDLL制御すれば、精度の高い同期追跡を実現できる。

図 1 1 はかかる第 4 実施例の同期追跡回路の構成図であり、図 6 の第 2 実施例

と同一部分には同一符号を付している。第2実施例と異なる点は、干渉信号が除去された逆拡散信号の位相をチャネル推定値を用いて回転し、位相回転により得られた信号の正負により位相制御信号PCSを出力する点である。

演算器 1 1 m は、干渉除去部 1 1 e, 1 1 f で干渉信号が除去された early timing, late timing の逆拡散信号の差を複素演算して出力する。位相回転部 1 1 n はチャネル推定部 1 3 から出力するチャネル推定値 I_t, Q_t を用いて演算器 1 1 m から出力する複素信号の位相を回転する。正負判定部 1 1 j は位相回転により得られた複素信号の I 成分の正負に基づいて位相制御信号 PCS を出力する。

第4実施例によれば、チャネル推定値を用いて位相回転し、その信号の符号の正負で進み遅れを判定するようにしたから精度の高い同期追跡が可能となる。

【0 0 3 4】

・付記

(付記 1) 受信側の拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路において、

同期追跡を DLL (Delay Locked Loop) 制御により行なう DLL 回路、

マルチパスのうち所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部、

を備え、DLL 回路は他パスからの干渉成分を除去して受信側逆拡散符号列の位相を送信側拡散符号列の位相に同期して追跡させる DLL 制御を実行する、

ことを特徴とするスペクトラム拡散方式における同期追跡回路。

【0 0 3 5】

(付記 2) 前記干渉成分推定部は、他パスから着目パスへの干渉成分を、他パスのチャネル推定値と、他パスと着目パスのパス間遅延時間差と、送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する、

ことを特徴とする付記 1 記載の同期追跡回路。

【0 0 3 6】

(付記 3) 前記 DLL 回路は、

受信信号を受信側逆拡散符号列で逆拡散する逆拡散部、

逆拡散信号から前記干渉成分を除去する干渉成分除去部、

干渉成分を除去した逆拡散信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生する位相制御信号発生部、

を備えたことを特徴とする付記 1 記載の同期追跡回路。

【0037】

(付記 4) 前記 DLL 回路は、他パスと着目パスのパス間遅延時間差が閾値以下の他パスからの干渉成分のみを除去する、

ことを特徴とする付記 1 記載の同期追跡回路。

【0038】

(付記 5) インパルス応答値を離散的に記憶し、パス間遅延差に応じたインパルス応答値を出力するインパルス応答発生部を備え、

該インパルス応答発生部は、インパルス応答値をピーク値の 2^n 分の 1 (n は正整数) で近似して該 n を離散的に記憶する記憶部と、パス間遅延差に応じた時刻の n を求め、ピーク値を n ビットシフトしてインパルス応答値を演算する演算部、

を有することを特徴とする付記 2 記載の同期追跡回路。

【0039】

(付記 6) 前記逆拡散部は、送信側拡散符号列のタイミングより所定位相進んだタイミングおよび所定位相遅れたタイミングで逆拡散して逆拡散信号を発生し、

前記干渉成分除去部は、各逆拡散信号より干渉成分を除去し、

前記位相制御信号発生部は、干渉成分が除去された各逆拡散信号の電力を求め、電力差に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生することを特徴とする付記 3 記載の同期追跡回路。

【0040】

(付記 7) 前記逆拡散部は、送信側拡散符号列のタイミングより所定位相進んだタイミングおよび所定位相遅れたタイミングで逆拡散して逆拡散信号を発生し、

前記干渉成分除去部は、各逆拡散信号より干渉成分を除去し、

前記位相制御信号発生部は、干渉成分が除去された各逆拡散信号の差信号を着

目パスのチャネル推定値で位相回転し、位相回転により得られた信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生することを特徴とする付記 3 記載の同期追跡回路。

以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

【 0 0 4 1 】

【発明の効果】

以上本発明によれば、マルチパス環境において所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去してDLL制御するため、正しい同期追跡ができる。

又、本発明によれば、①他パスのチャネル推定値、②他パスと着目パスのパス間遅延時間差、③送受信機全体のインパルス応答とに基づいて、正しく干渉成分を推定してその影響を除去できる。

又、本発明によれば、インパルス応答値をピーク値の 2^n 分の 1 (n は正整数) で近似して該 n を離散的に記憶し、ピーク値を n ビットシフトしてインパルス応答値を演算するようにしたから、インパルス応答発生部のメモリ量を削減できる。

又、本発明によれば、チャネル推定値を用いて位相回転し、その信号の符号の正負で進み遅れを判定するようにしたから精度の高い同期追跡ができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の概略構成図である。

【図 2】

インパルス応答波形図である。

【図 3】

本発明の同期追跡回路の第 1 実施例である。

【図 4】

パイロットシンボルの位相回転説明図である。

【図 5】

チャネル推定部の構成図である。

【図 6】

本発明の同期追跡回路の第 2 実施例である。

【図 7】

干渉成分説明図である。

【図 8】

別のインパルス応答発生 of 原理説明図である。

【図 9】

別のインパルス応答発生部の構成図である。

【図 1 0】

本発明の同期追跡回路の第 3 実施例である。

【図 1 1】

本発明の同期追跡回路の第 4 実施例である。

【図 1 2】

CDMA受信機の構成図である。

【図 1 3】

従来のDLL回路の構成図である。

【図 1 4】

従来のDLL回路の別の構成図である。

【図 1 5】

DLL制御の S カーブ説明図である。

【図 1 6】

I チャネル、Q チャネルを考慮したDLL回路の構成図である。

【図 1 7】

図 1 6 を簡略表現したDLL回路の構成図である。

【図 1 8】

パス間干渉がない場合の S カーブ説明図である。

【図 1 9】

パス間干渉がある場合の S カーブ説明図である。

【符号の説明】

1 1 …DLL回路

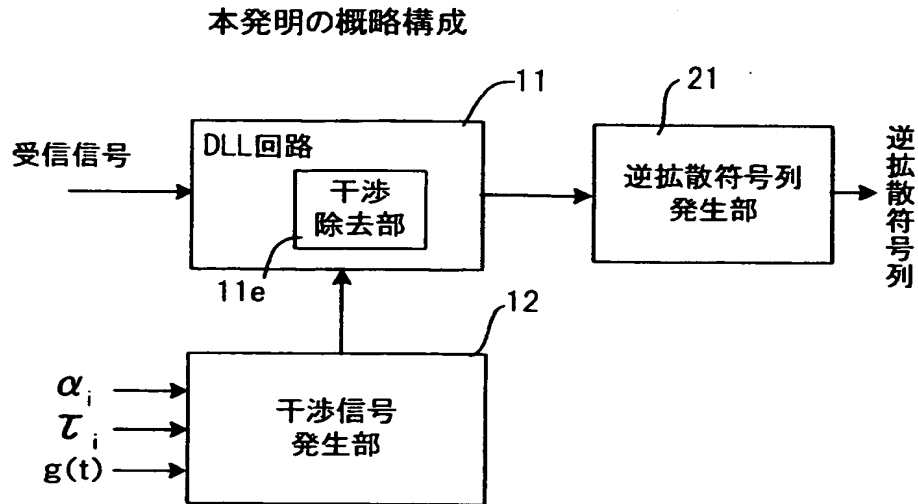
1 1 e …干渉除去部

1 2 …干渉信号発生部

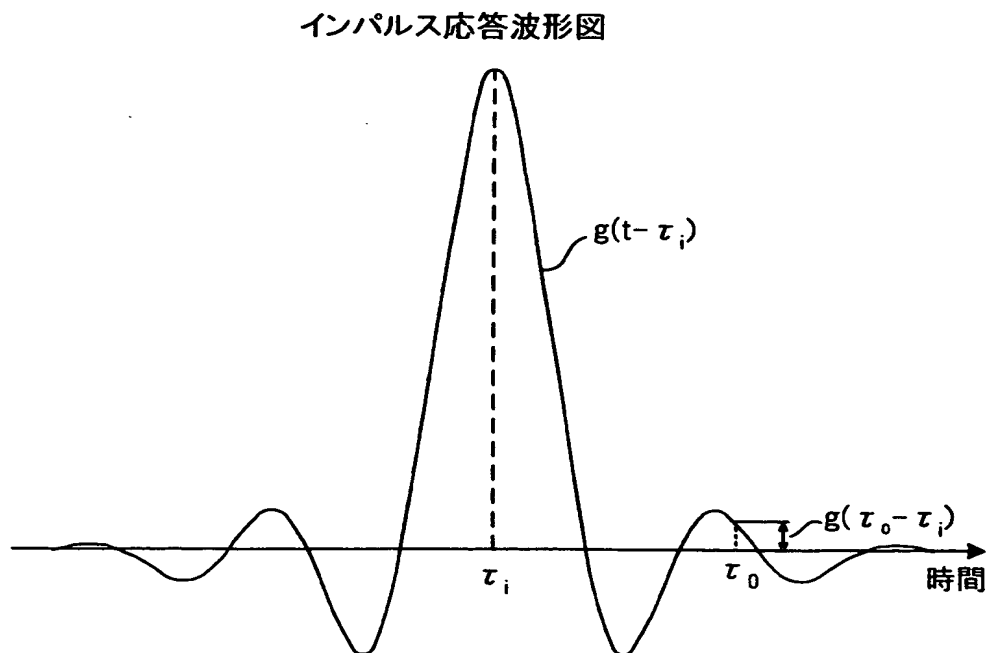
2 1 …逆拡散符号列発生部

【書類名】 図面

【図 1】

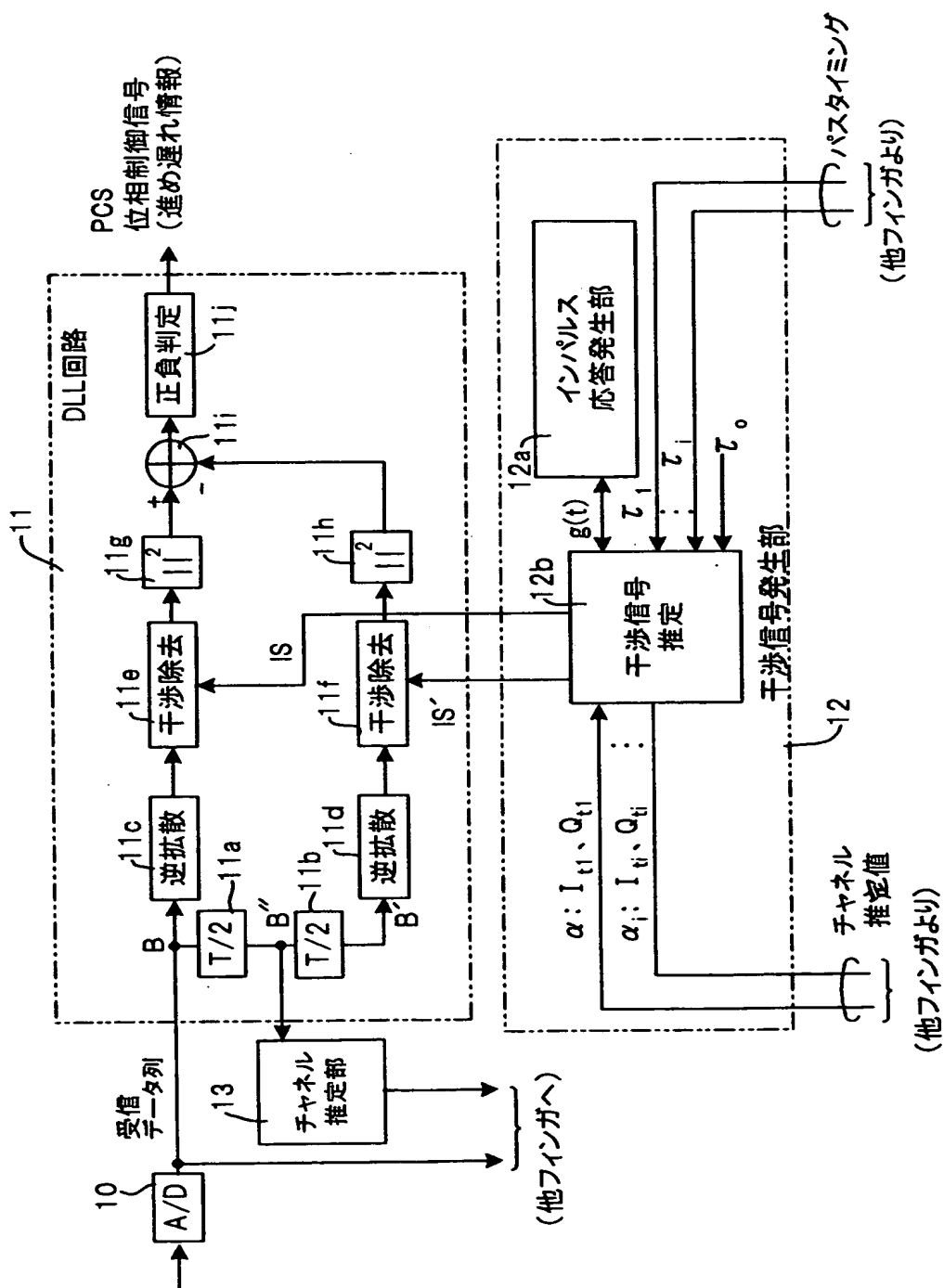


【図 2】



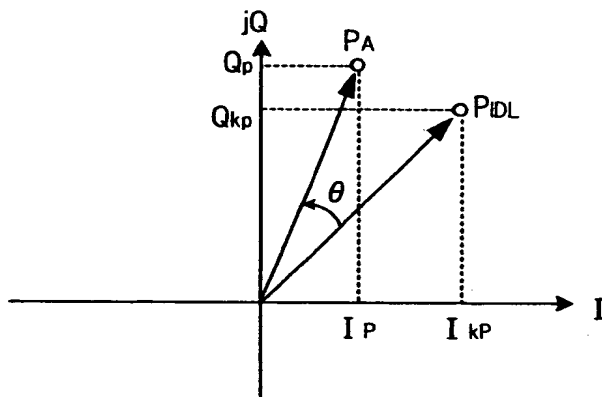
【图 3】

本発明の同期追跡回路の第1実施例

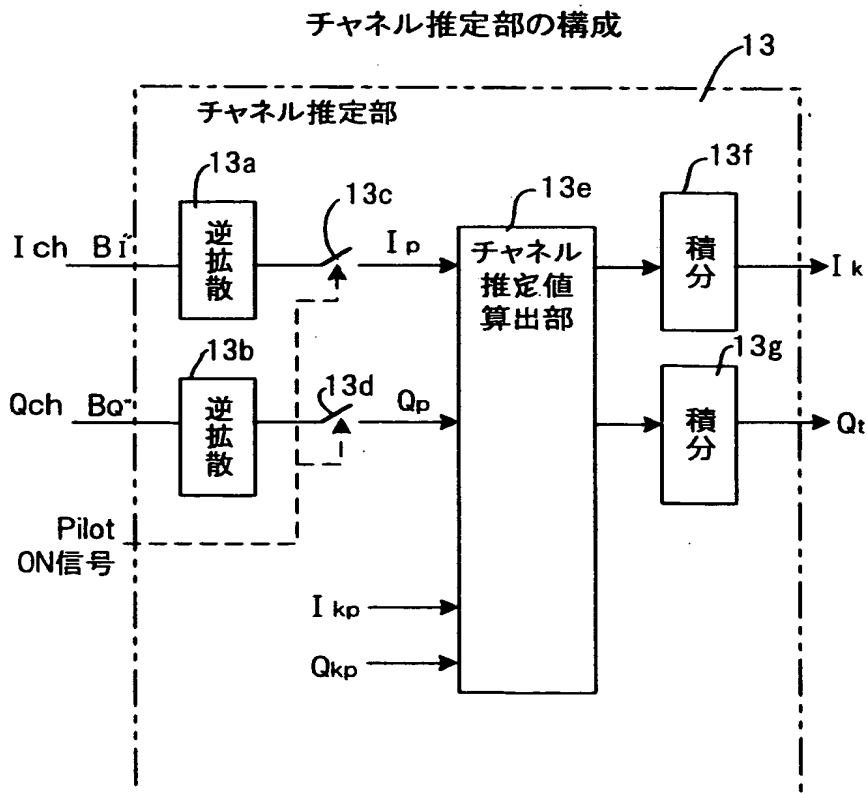


【図 4】

パイロットシンボルの位相回転説明図

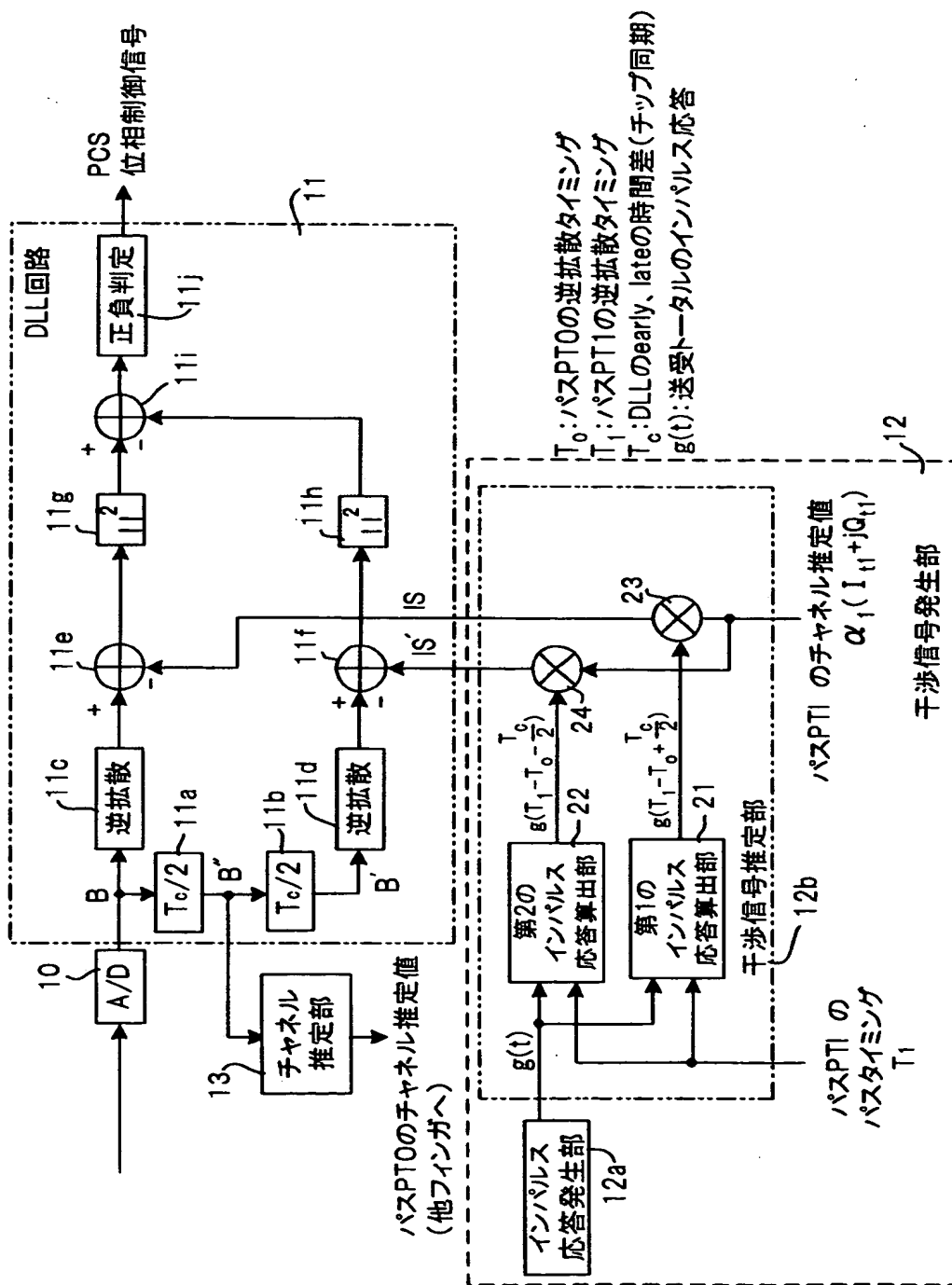


【図 5】



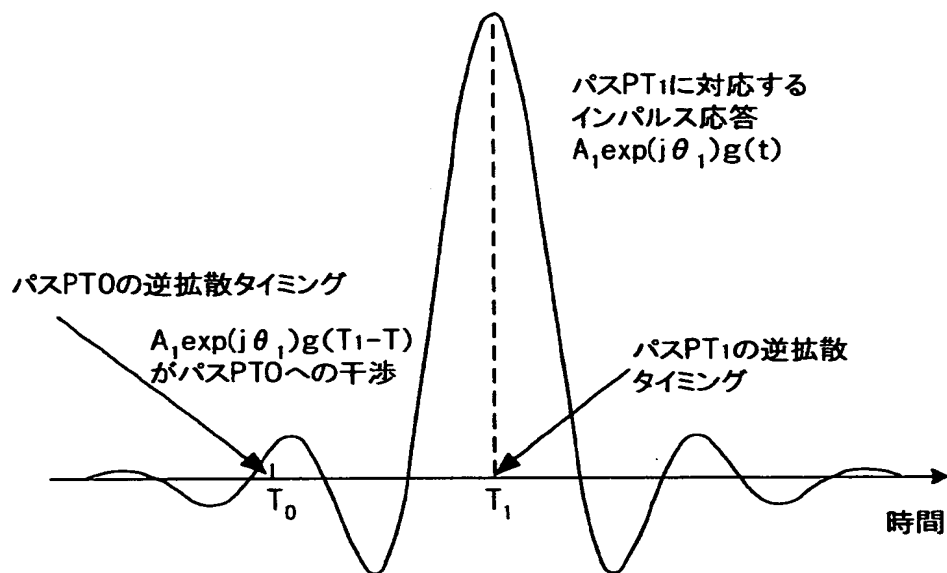
【図 6】

本発明の同期追跡回路の第2実施例(干渉パスが1個の場合)

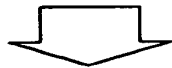


【図 7】

干渉成分説明図



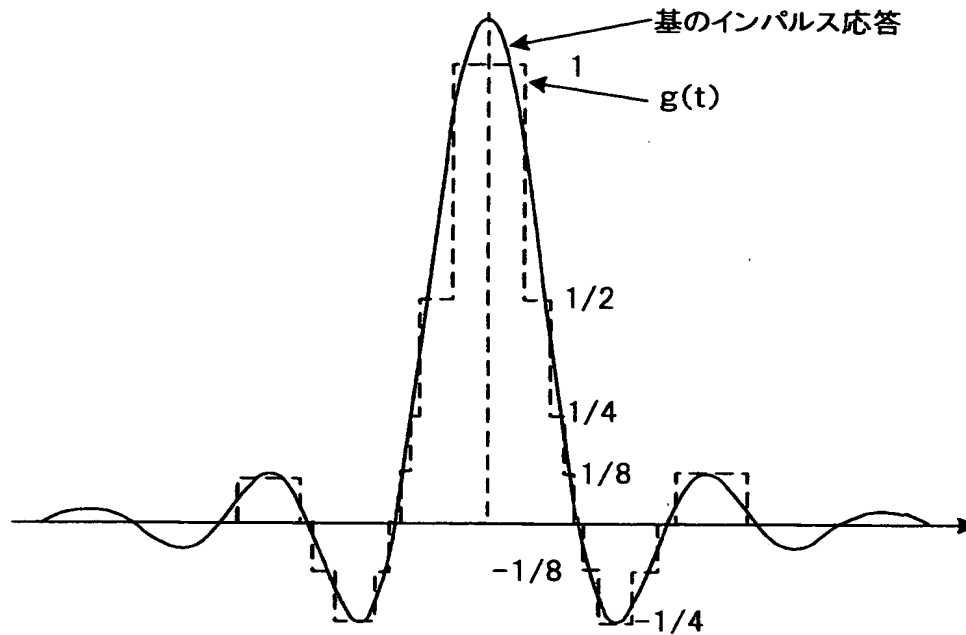
A_1 : パスPT1の逆拡散タイミング(上図に一意に決まる)
 A_0 : パスPT0の逆拡散タイミング(上図の任意の点に仮定)
 $A_1 \exp(j\theta_1)$: パスPT1の伝搬路の係数



パスPT1からパスPT0への干渉が $A_1 \exp(j\theta_1)g(T_1 - T_0)$

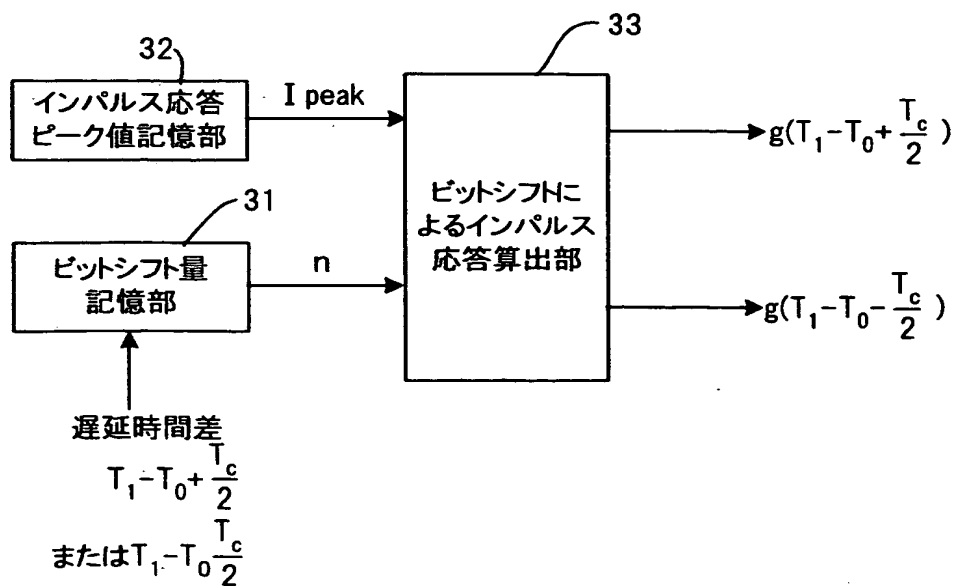
【図 8】

別のインパルス応答発生の原理図



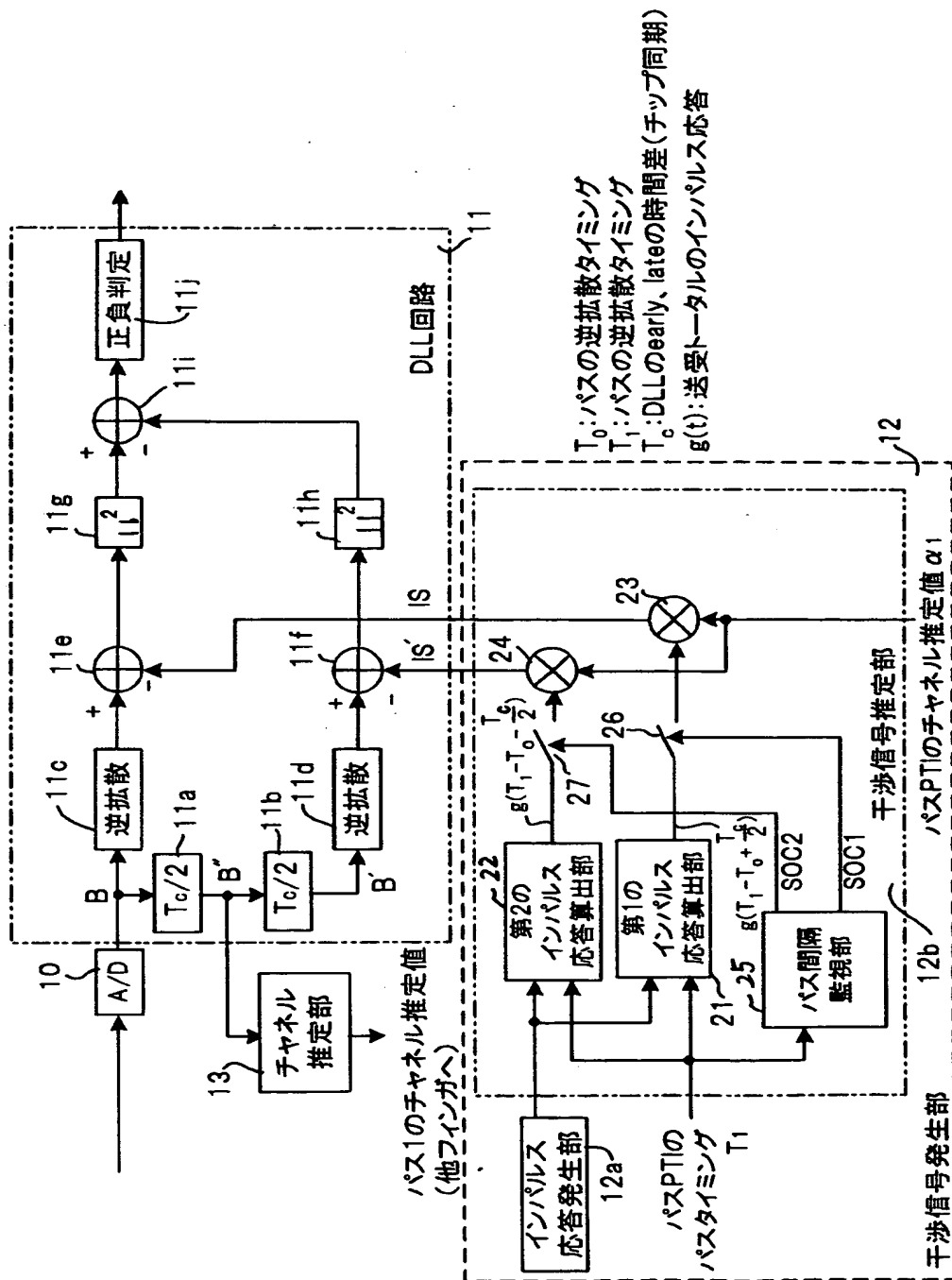
【図 9】

別のインパルス応答発生部の構成



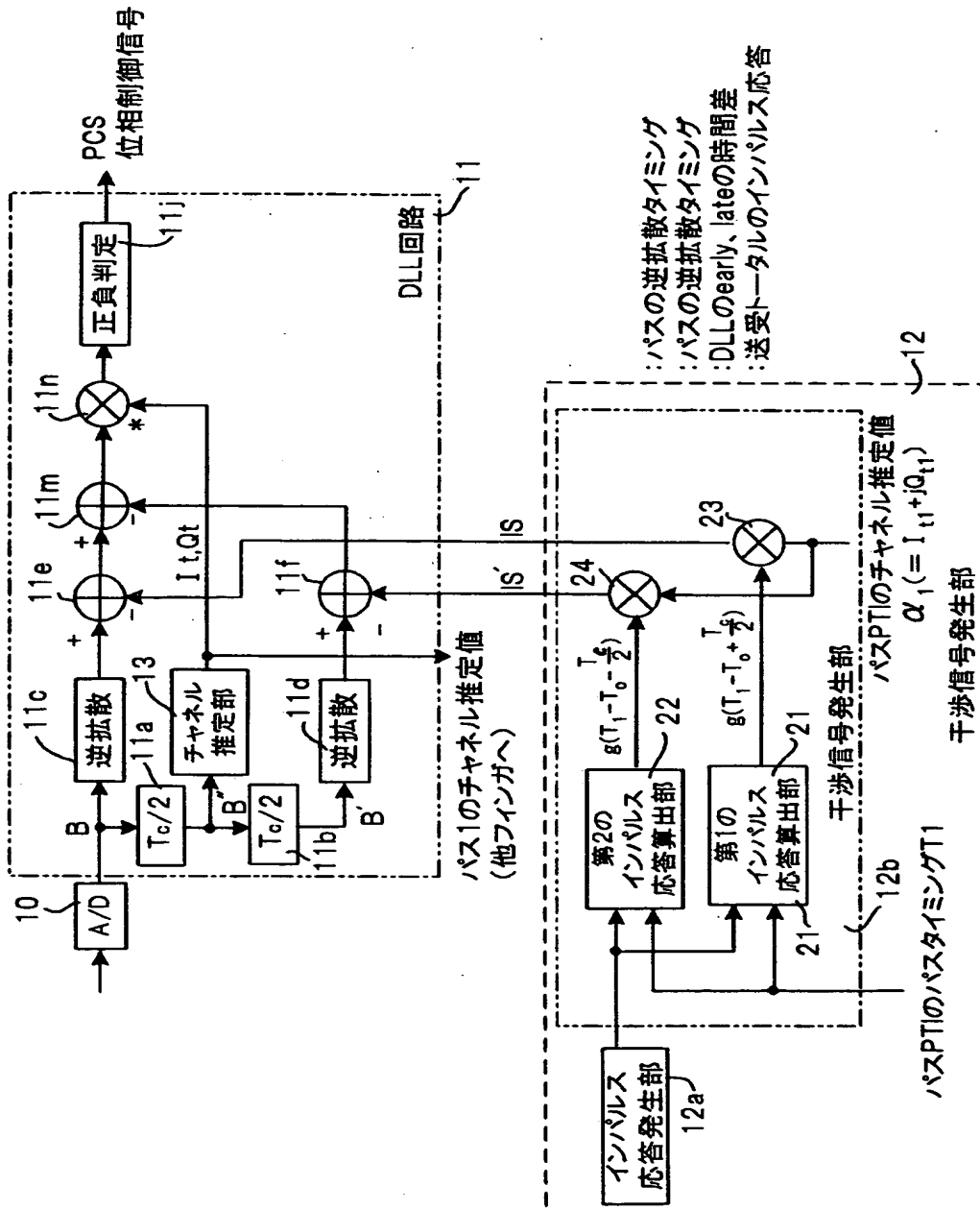
【図10】

本発明の同期追跡回路の第3実施例



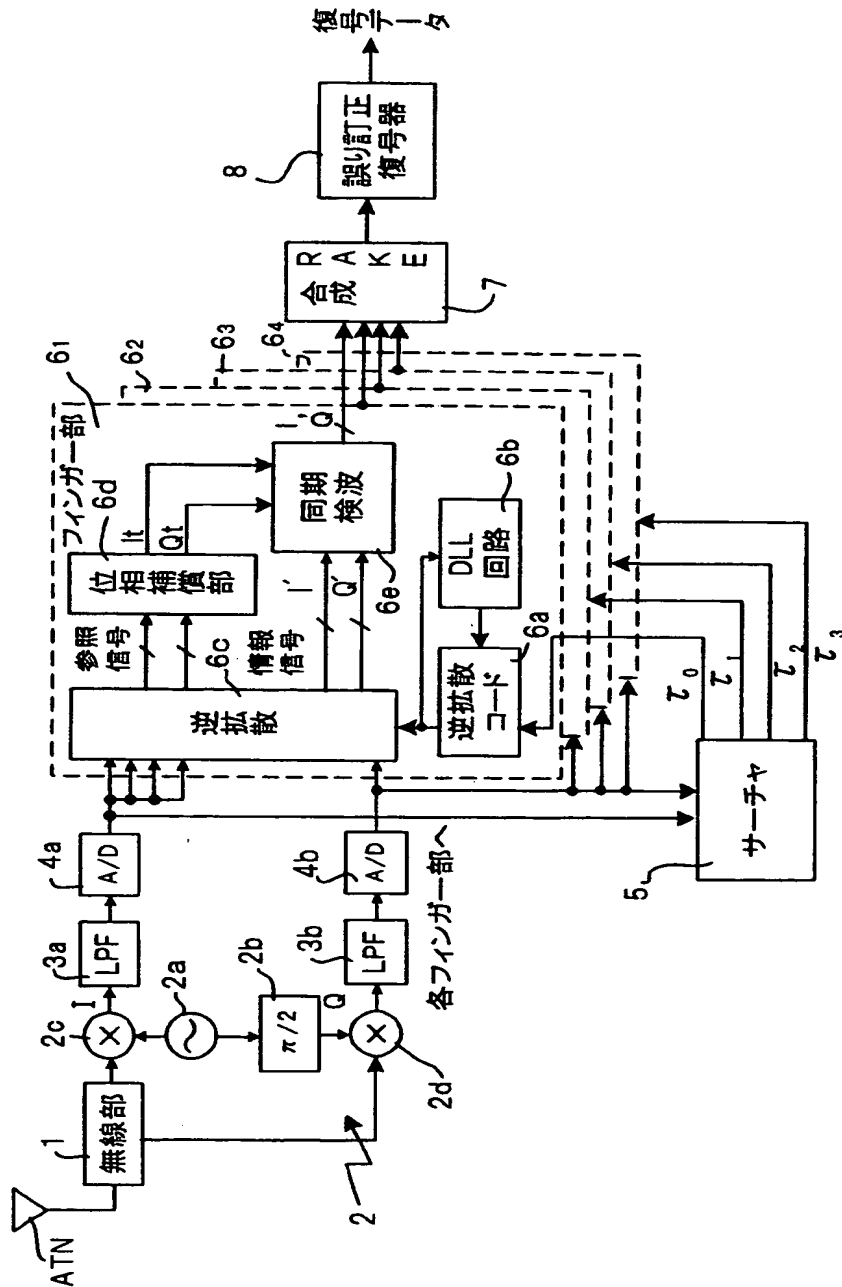
【図 1 1】

本発明の同期追跡回路の第4実施例

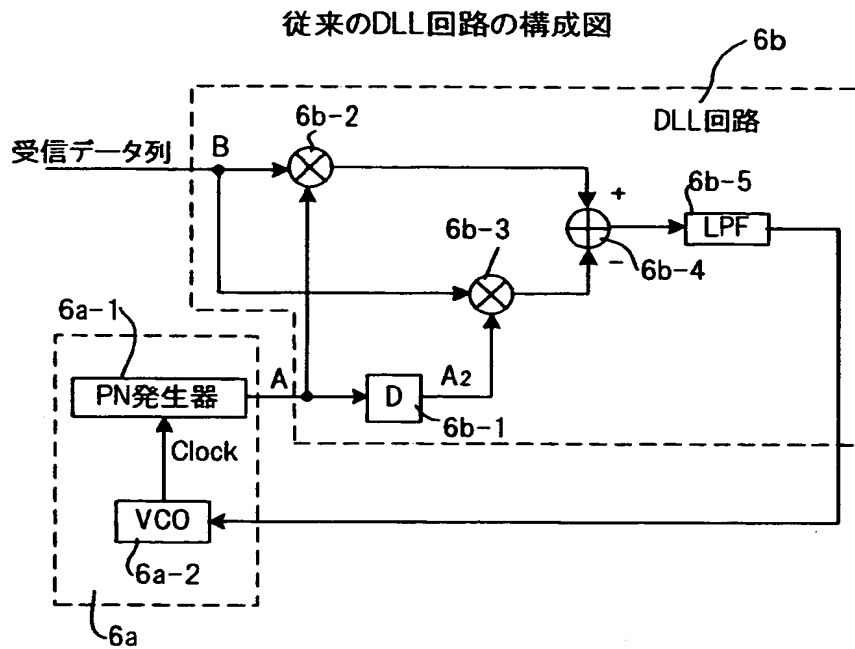


【図 1 2】

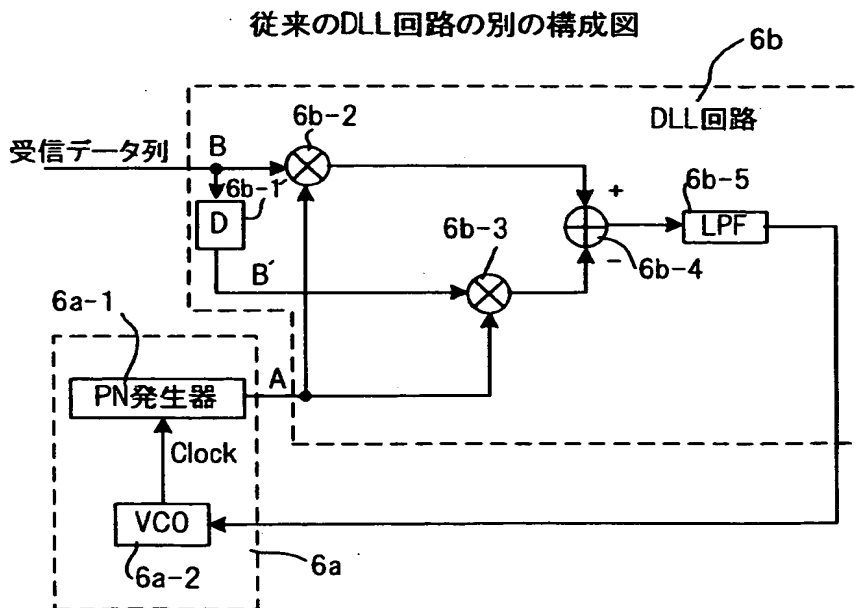
CDMA受信機の構成図



【図 1 3】



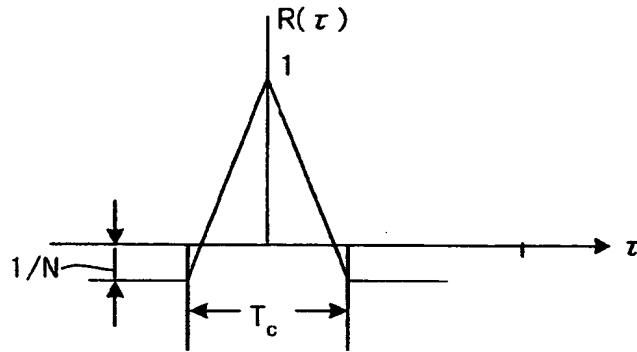
【図 1 4】



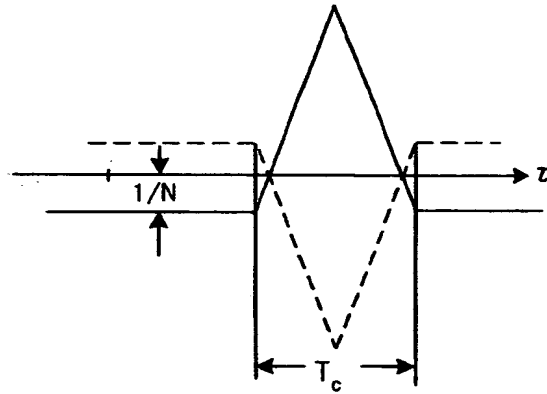
【図 1 5】

(a)

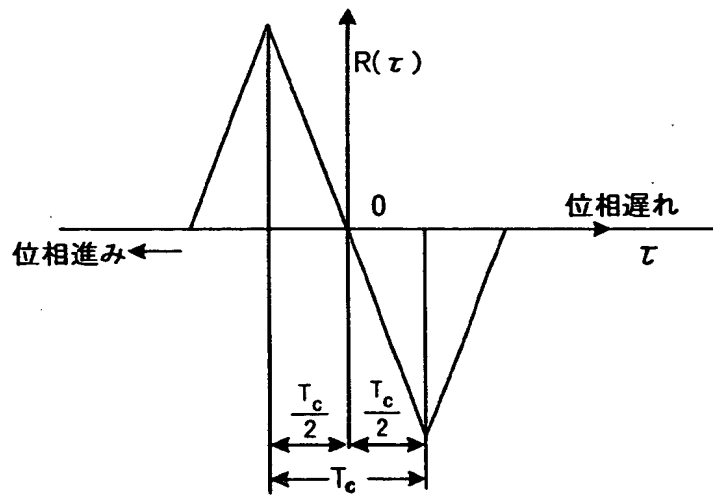
DLL制御のSカーブ説明図



(b)

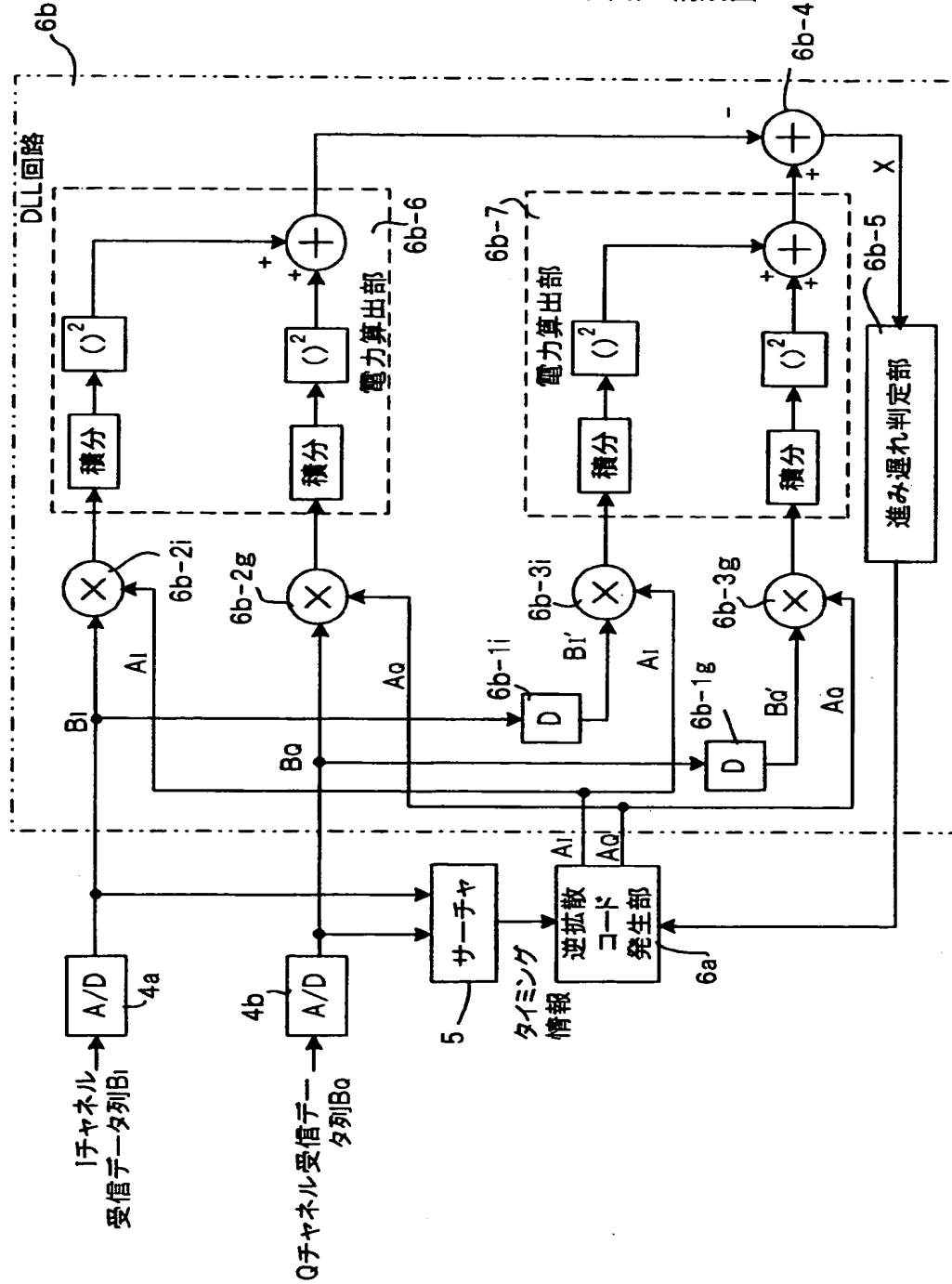


(c)



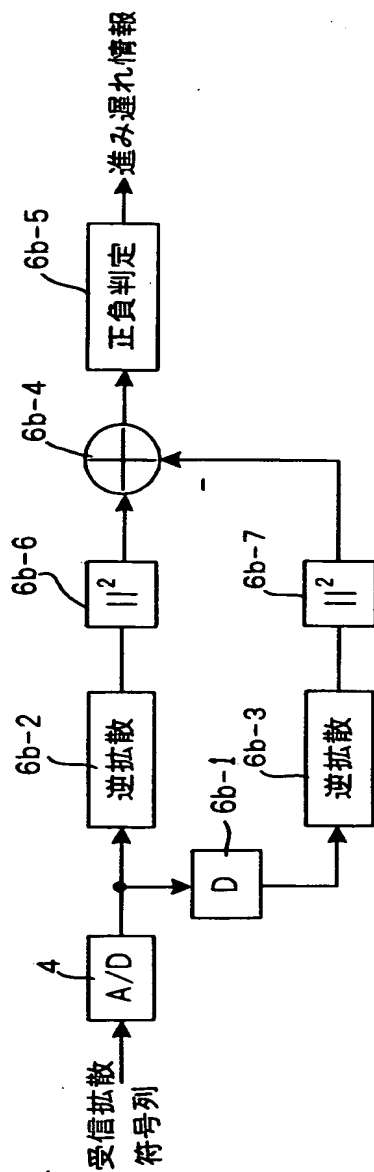
【図 16】

IチャネルQチャネルを考慮したDLL回路の構成図



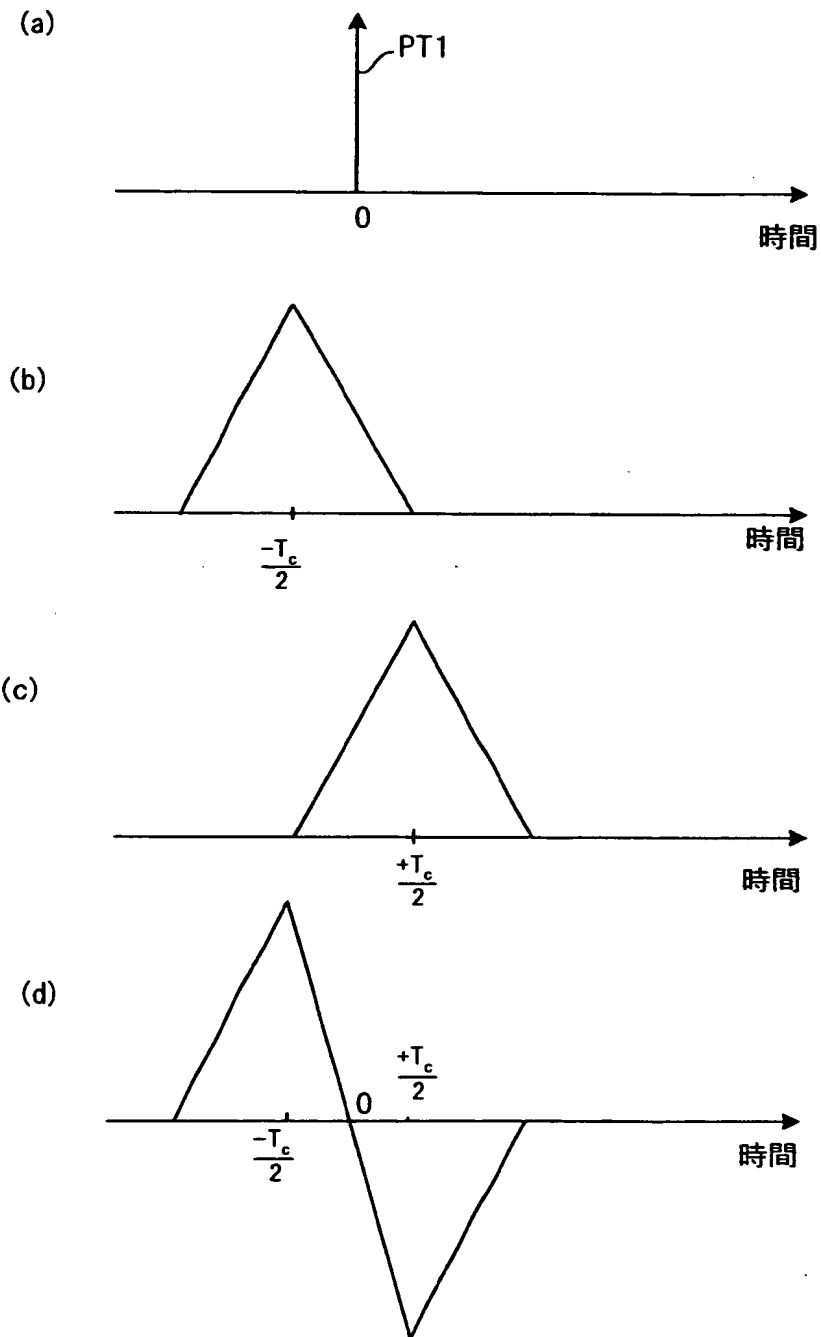
【図 1 7】

図16を簡略表現したDLL回路の構成図



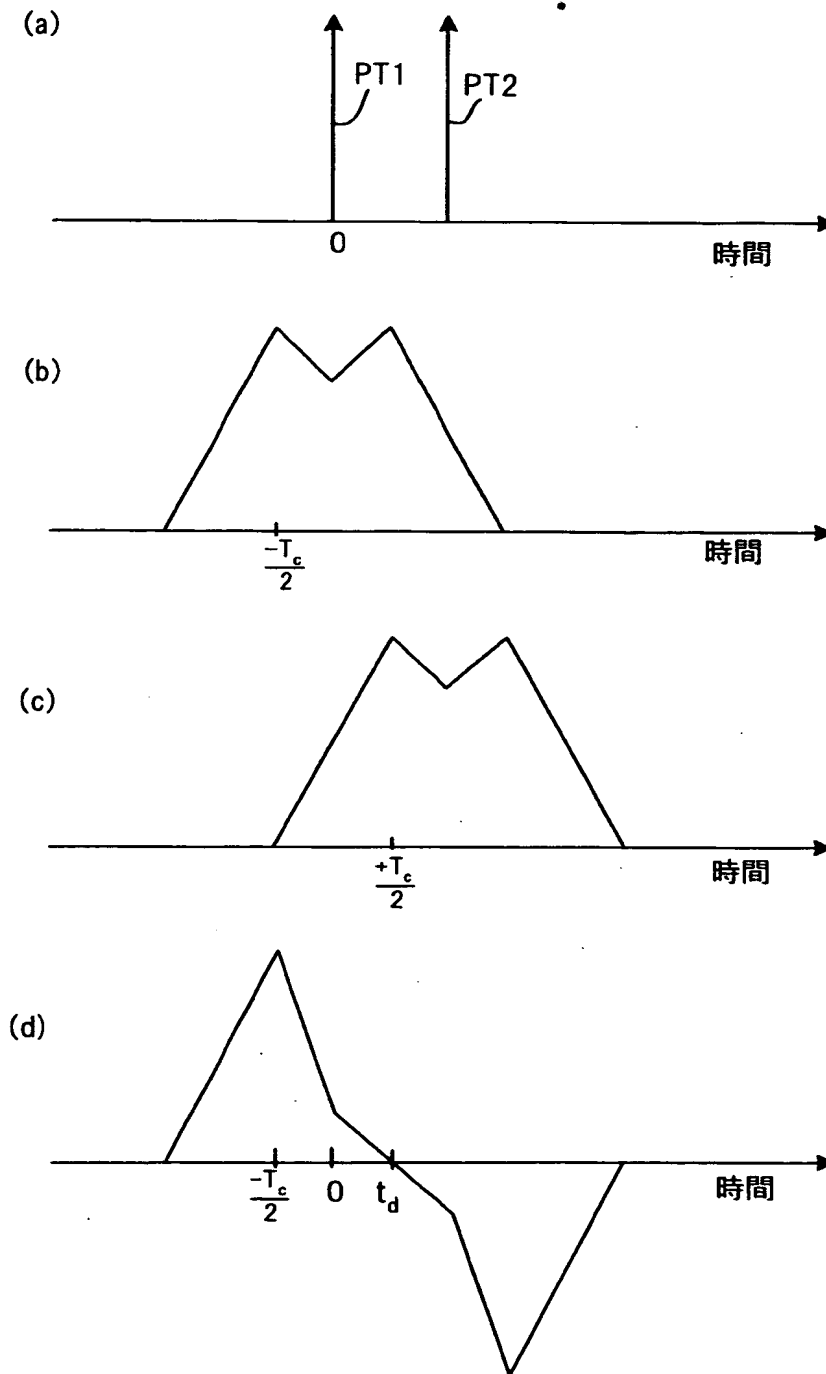
【図 1 8】

パス間干渉がない場合のSカーブ説明図



【図 1 9】

パス間干渉がある場合のSカーブ説明図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 マルチパス環境において着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去して正しい同期追跡ができるようにする。

【解決手段】 受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路であり、同期追跡をDLL(Delay Locked Loop)制御により行なうDLL回路 1 1 とマルチパスのうち所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部 1 2 を備えている。DLL回路 1 1 は干渉除去部 1 1 e を有し、他パスからの干渉成分を除去した信号によりDLL制御を行なって受信側逆拡散符号列の位相を送信側拡散符号列の位相に同期追跡させる。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 0 - 2 4 6 1 2 2
受付番号	5 0 0 0 1 0 3 7 4 8 2
書類名	特許願
担当官	濱谷 よし子 1 6 1 4
作成日	平成 1 2 年 8 月 1 8 日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000005223
【住所又は居所】	神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号
【氏名又は名称】	富士通株式会社

【代理人】

申請人	
【識別番号】	100084711
【住所又は居所】	千葉県千葉市花見川区幕張本郷 1 丁目 1 4 番 1 0 号 幸栄パレス 2 0 2 齋藤特許事務所
【氏名又は名称】	斉藤 千幹

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社